

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

IN RE APPLICATION OF: Mari MATSUNAGA, et al.

GAU:

SERIAL NO: New Application

EXAMINER:

FILED: Herewith

FOR: DEMODULATOR, RECEIVER, AND COMMUNICATION SYSTEM

REQUEST FOR PRIORITY

ASSISTANT COMMISSIONER FOR PATENTS
WASHINGTON, D.C. 20231

SIR:

- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Application Serial Number, filed, is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §120.
- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Provisional Application Serial Number, filed, is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119(e).
- ☒ Applicants claim any right to priority from any earlier filed applications to which they may be entitled pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119, as noted below.

In the matter of the above-identified application for patent, notice is hereby given that the applicants claim as priority:

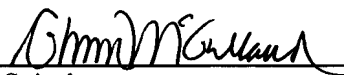
<u>COUNTRY</u>	<u>APPLICATION NUMBER</u>	<u>MONTH/DAY/YEAR</u>
Japan	2000-076898	March 17, 2000

Certified copies of the corresponding Convention Application(s)

- ☒ are submitted herewith
- ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee
- ☐ were filed in prior application Serial No. filed
- ☐ were submitted to the International Bureau in PCT Application Number .
Receipt of the certified copies by the International Bureau in a timely manner under PCT Rule 17.1(a) has been acknowledged as evidenced by the attached PCT/IB/304.
- ☐ (A) Application Serial No.(s) were filed in prior application Serial No. filed ; and
(B) Application Serial No.(s)
- ☐ are submitted herewith
- ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee

Respectfully Submitted,

OBLON, SPIVAK, McCLELLAND,
MAIER & NEUSTADT, P.C.


Marvin J. Spivak
Registration No. 24,913
C. Irvin McClelland
Registration Number 21,124



22850



日 本 国 ・ 特 許 庁
PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

JC715 U.S. PTO

09/726533



別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて
る事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed
th this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application:

2000年 3月17日

出 願 番 号
Application Number:

特願2000-076898

出 願 人
Applicant (s):

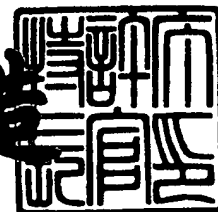
三菱電機株式会社

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2000年 7月21日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2000-3057710

【書類名】 特許願

【整理番号】 522333JP01

【提出日】 平成12年 3月17日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04B 7/00
H04L 7/00
H04L 27/00

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社
社内

【氏名】 松永 麻里

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社
社内

【氏名】 小島 年春

【特許出願人】

【識別番号】 000006013

【氏名又は名称】 三菱電機株式会社

【代理人】

【識別番号】 100089118

【弁理士】

【氏名又は名称】 酒井 宏明

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 036711

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9803092

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 復調器、受信機、および通信システム

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 受信信号と、1, 2, ..., N (N は 2 以上の整数) シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、

前記 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックに基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、

を備えることを特徴とする復調器。

【請求項 2】 前記軟判定復調データ推定手段にあっては、

前記トレリス線図の状態の中で、パスメトリックが最小となる第 1 の状態を構成する差動位相に対応したビットを、硬判定データとし、

前記硬判定データを反転したビットに対応する差動位相を構成要素とするすべての状態における、パスメトリック値が最小となる第 2 の状態のパスメトリックと、前記第 1 の状態のパスメトリックと、の差を、前記硬判定データの信頼度情報とし、

前記硬判定データおよび前記信頼度情報に基づいて軟判定復調データを生成することを特徴とする請求項 1 に記載の復調器。

【請求項 3】 受信信号と、1, 2, ..., N (N は 2 以上の整数) シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、

前記受信信号の電力値を検出する電力検出手段と、

前記 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックおよび前記電力値に基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、

を備えることを特徴とする復調器。

【請求項 4】 前記軟判定復調データ推定手段にあっては、

前記トレリス線図の状態の中で、パスメトリックが最小となる第 1 の状態を構成する差動位相に対応したビットを、硬判定データとし、

前記硬判定データを反転したビットに対応する差動位相を構成要素とするすべての状態における、パスメトリック値が最小となる第 2 の状態のパスメトリックと、前記第 1 の状態のパスメトリックと、の差に前記電力値を乗算し、その乗算結果を、前記硬判定データの信頼度情報とし、

前記硬判定データおよび前記信頼度情報に基づいて軟判定復調データを生成することを特徴とする請求項 3 に記載の復調器。

【請求項 5】 受信信号と、1, 2, ..., N (N は 2 以上の整数) シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、

前記受信信号の電力値を検出する電力検出手段と、

前記電力値を ρ 乗する ρ 乗算手段と、

前記 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックおよび前記電力の ρ 乗値に基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、を備えることを特徴とする復調器。

【請求項 6】 前記軟判定復調データ推定手段にあっては、

前記トレリス線図の状態の中で、パスメトリックが最小となる第 1 の状態を構成する差動位相に対応したビットを、硬判定データとし、

前記硬判定データを反転したビットに対応する差動位相を構成要素とするすべての状態における、パスメトリック値が最小となる第 2 の状態のパスメトリックと、前記第 1 の状態のパスメトリックと、の差に前記電力の ρ 乗値を乗算し、その乗算結果を、前記硬判定データの信頼度情報とし、

前記硬判定データおよび前記信頼度情報に基づいて軟判定復調データを生成することを特徴とする請求項 5 に記載の復調器。

【請求項 7】 送信機側とデータの送受信を行う受信機において、

受信信号と、1, 2, ..., N (Nは2以上の整数) シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、

前記1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックに基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、

前記軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復号手段と、を備えることを特徴とする受信機。

【請求項8】 送信機側とデータの送受信を行う受信機において、受信信号と、1, 2, ..., N (Nは2以上の整数) シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、

前記1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックに基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、

前記軟判定復調データを所定の規則にしたがって並べ替える並び替え手段と、前記並び替え後の軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復号手段と、

を備えることを特徴とする受信機。

【請求項9】 送信機側とデータの送受信を行う受信機において、受信信号と、1, 2, ..., N (Nは2以上の整数) シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、

前記受信信号の電力値を検出する電力検出手段と、

前記1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックおよび前記電力

値に基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、
前記軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復号手段と、
を備えることを特徴とする受信機。

【請求項 1 0】 送信機側とデータの送受信を行う受信機において、
受信信号と、1, 2, ..., N (N は 2 以上の整数) シンボル前の受信信号と、
の位相差を計算し、その計算結果を 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号と
して出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、
前記受信信号の電力値を検出する電力検出手段と、
前記 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態
の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列
を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックおよび前記電力
値に基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、
前記軟判定復調データを所定の規則にしたがって並べ替える並び替え手段と、
前記並び替え後の軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復
号手段と、
を備えることを特徴とする受信機。

【請求項 1 1】 送信機側とデータの送受信を行う受信機において、
受信信号と、1, 2, ..., N (N は 2 以上の整数) シンボル前の受信信号と、
の位相差を計算し、その計算結果を 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号と
して出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、
前記受信信号の電力値を検出する電力検出手段と、
前記電力値を ρ 乗する ρ 乗算手段と、
前記 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態
の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列
を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックおよび前記電力
の ρ 乗値に基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、
前記軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復号手段と、
を備えることを特徴とする受信機。

【請求項 1 2】 送信機側とデータの送受信を行う受信機において、

受信信号と、1, 2, ..., N (Nは2以上の整数) シンボル前の受信信号と、
の位相差を計算し、その計算結果を1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号と
して出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、

前記受信信号の電力値を検出する電力検出手段と、

前記電力値を ρ 乗する ρ 乗算手段と、

前記1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態
の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列
を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックおよび前記電力
の ρ 乗値に基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、

前記軟判定復調データを所定の規則にしたがって並べ替える並び替え手段と、

前記並び替え後の軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復
号手段と、

を備えることを特徴とする受信機。

【請求項13】 送信機側と受信機側との間でデータの送受信を行う通信シ
ステムにおいて、

前記送信機は、

送信データに対して畳込み符号化を実施する畳込み符号化手段と、

前記畳込み符号化データを送信差動位相に変換する変換手段と、

前記送信差動位相に対して差動符号化を実施し、その符号化結果を送信信号位
相として出力する差動符号化手段と、

前記送信信号位相に基づいて送信信号となる差動位相変調信号を生成／出力す
る送信信号生成／出力手段と、

を備え、

さらに、前記受信機は、

受信信号と、1, 2, ..., N (Nは2以上の整数) シンボル前の受信信号と、
の位相差を計算し、その計算結果を1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号と
して出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、

前記1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態
の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列

を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックに基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、

前記軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復号手段と、
を備えることを特徴とする通信システム。

【請求項 1 4】 送信機側と受信機側との間でデータの送受信を行う通信システムにおいて、

前記送信機は、

送信データに対して畳込み符号化を実施する畳込み符号化手段と、

前記畳込み符号化データの順序を所定の規則にしたがって並べ替える第 1 の並べ替え手段と、

前記並べ替え後の畳込み符号化データを送信差動位相に変換する変換手段と、

前記送信差動位相に対して差動符号化を実施し、その符号化結果を送信信号位相として出力する差動符号化手段と、

前記送信信号位相に基づいて送信信号となる差動位相変調信号を生成／出力する送信信号生成／出力手段と、

を備え、

さらに、前記受信機は、

受信信号と、1, 2, ..., N (N は 2 以上の整数) シンボル前の受信信号と、
の位相差を計算し、その計算結果を 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、

前記 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックに基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、

前記軟判定復調データを所定の規則にしたがって並べ替える第 2 の並び替え手段と、

前記並び替え後の軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復号手段と、

を備えることを特徴とする通信システム。

【請求項 1 5】 送信機側と受信機側との間でデータの送受信を行う通信システムにおいて、

前記送信機は、

送信データに対して畳込み符号化を実施する畳込み符号化手段と、

前記畳込み符号化データを送信差動位相に変換する変換手段と、

前記送信差動位相に対して差動符号化を実施し、その符号化結果を送信信号位相として出力する差動符号化手段と、

前記送信信号位相に基づいて送信信号となる差動位相変調信号を生成／出力する送信信号生成／出力手段と

を備え、

さらに、前記受信機は、

受信信号と、1, 2, ..., N (Nは2以上の整数) シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、

前記受信信号の電力値を検出する電力検出手段と、

前記1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックおよび前記電力値に基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、

前記軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復号手段と、

を備えることを特徴とする通信システム。

【請求項 1 6】 送信機側と受信機側との間でデータの送受信を行う通信システムにおいて、

前記送信機は、

送信データに対して畳込み符号化を実施する畳込み符号化手段と、

前記畳込み符号化データの順序を所定の規則にしたがって並べ替える第1の並べ替え手段と、

前記並べ替え後の畳込み符号化データを送信差動位相に変換する変換手段と、

前記送信差動位相に対して差動符号化を実施し、その符号化結果を送信信号位

相として出力する差動符号化手段と、

前記送信信号位相に基づいて送信信号となる差動位相変調信号を生成／出力する送信信号生成／出力手段と、

を備え、

さらに、前記受信機は、

受信信号と、1, 2, …, N (Nは2以上の整数) シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を1, 2, …, Nシンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、

前記受信信号の電力値を検出する電力検出手段と、

前記1, 2, …, Nシンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックおよび前記電力値に基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、

前記軟判定復調データを所定の規則にしたがって並べ替える第2の並び替え手段と、

前記並び替え後の軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復号手段と、

を備えることを特徴とする通信システム。

【請求項17】 送信機側と受信機側との間でデータの送受信を行う通信システムにおいて、

前記送信機は、

送信データに対して畳込み符号化を実施する畳込み符号化手段と、

前記畳込み符号化データを送信差動位相に変換する変換手段と、

前記送信差動位相に対して差動符号化を実施し、その符号化結果を送信信号位相として出力する差動符号化手段と、

前記送信信号位相に基づいて送信信号となる差動位相変調信号を生成／出力する送信信号生成／出力手段と、

を備え、

さらに、前記受信機は、

受信信号と、1, 2, ..., N (Nは2以上の整数) シンボル前の受信信号と、
の位相差を計算し、その計算結果を1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号と
して出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、

前記受信信号の電力値を検出する電力検出手段と、

前記電力値を ρ 乗する ρ 乗算手段と、

前記1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態
の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列
を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックおよび前記電力
の ρ 乗値に基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、

前記軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復号手段と、

を備えることを特徴とする通信システム。

【請求項18】 送信機側と受信機側との間でデータの送受信を行う通信シ
ステムにおいて、

前記送信機は、

送信データに対して畳込み符号化を実施する畳込み符号化手段と、

前記畳込み符号化データの順序を所定の規則にしたがって並べ替える第1の並
べ替え手段と、

前記並べ替え後の畳込み符号化データを送信差動位相に変換する変換手段と、

前記送信差動位相に対して差動符号化を実施し、その符号化結果を送信信号位
相として出力する差動符号化手段と、

前記送信信号位相に基づいて送信信号となる差動位相変調信号を生成／出力す
る送信信号生成／出力手段と、

を備え、

さらに、前記受信機は、

受信信号と、1, 2, ..., N (Nは2以上の整数) シンボル前の受信信号と、
の位相差を計算し、その計算結果を1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号と
して出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、

前記受信信号の電力値を検出する電力検出手段と、

前記電力値を ρ 乗する ρ 乗算手段と、

前記 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックおよび前記電力の ρ 乗値に基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、

前記軟判定復調データを所定の規則にしたがって並べ替える第 2 の並び替え手段と、

前記並び替え後の軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復号手段と、

を備えることを特徴とする通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、移動体通信および移動体衛星通信等の無線通信に使用可能な復調器に関するものであり、特に、差動 P S K (Phase Shift Keying : 位相シフトキーイング) 変調と多重位相遅延検波とを用いた復調器、およびその復調器を備える受信機ならびに通信システムに関するものである。

【0002】

【従来の技術】

以下、従来の復調器について説明する。図 10 は、文献「差動 P S K 信号位相の系列推定を行う遅延検波方式」(電子情報通信学会技術報告、R C S 9 8 - 1 0 2、1 9 9 3 年 1 月)に記載された従来の復調器(図示の多重位相遅延検波器 5 0 0 に相当)の構成を示す図である。

【0003】

図 10 において、5 0 0 は受信信号から復調データを生成／出力する多重位相遅延検波器であり、さらに、5 1 0 は 1 シンボル位相遅延検波器であり、5 2 0 は多シンボル位相遅延検波器であり、5 3 0 はビタビ系列推定器であり、多重位相遅延検波器 5 0 0 を備えた受信機(図示はしていない)では、ビタビ復号法を実施可能なビタビ復号器を用いて、出力された復調データを復号し、その復号結果として受信データを生成する。

【 0 0 0 4 】

また、1シンボル位相遅延検波器510において、511は1シンボル前の受信信号を記憶する遅延素子であり、512は現在の受信信号と1シンボル前の受信信号との位相差を求める位相比較器であり、1シンボル位相遅延検波信号を出力する。また、多シンボル位相遅延検波器520において、521-1, ..., 521-(N-1)は過去の1シンボル位相遅延検波信号を記憶する遅延素子であり、522-1, ..., 522-(N-1)は遅延素子521-1, ..., 521-(N-1)の出力である過去の1シンボル検波位相の和を取る加算器である。

【 0 0 0 5 】

まず、送信機側の動作を簡単に説明する。送信機側では、送信データ $a_i \in \{-1, 1\}$ に対して畳込み符号化を実施し、畳込み符号化データ d_i を出力する。たとえば、畳込み符号の符号化率を $1/2$ とすると、畳込み符号化データは、 $[d_i = (P_i, Q_i) : P_i, Q_i \in \{-1, 1\}]$ 、と表すことができる。そして、出力された畳込み符号化データ (P_i, Q_i) は、送信差動位相 $\Delta \theta_i = F(P_i, Q_i)$ に変換される。たとえば、変調方式として差動QPSK変調(Quaternary Phase Shift Keying : 4 相位相シフトキーイング)を採用する場合、変換則 F は、図11のように表すことができる。

【 0 0 0 6 】

その後、送信機側では、1シンボル前の送信信号位相 θ_{i-1} と、前記変換された送信差動位相 $\Delta \theta_i$ を、つぎの(1)式で示す漸化式により加算することで、現在の送信信号位相 θ_i を生成/出力する。

【 0 0 0 7 】

【数1】

$$\theta_i = \theta_{i-1} + \Delta \theta_i \quad \dots\dots (1)$$

【 0 0 0 8 】

そして、送信機側では、出力された送信信号位相 θ_i に基づいて位相変調を行い、位相変調後の信号を、送信信号として出力する。

【 0 0 0 9 】

つぎに、図 1 0 に示す多重位相検波器 5 0 0 を含む受信機側の動作を説明する。まず、受信信号は、1 シンボル位相遅延検波器 5 1 0 の遅延素子 5 1 1 と位相比較器 5 1 2 に入力される。遅延素子 5 1 1 では、1 シンボル前の受信信号を出力し、位相比較器 5 1 2 に入力する。そして、位相比較器 5 1 2 では、現在の受信信号の位相と、1 シンボル前の受信信号の位相と、の位相を比較して位相差を求め、その比較結果として、1 シンボル位相遅延検波信号を出力する。

【 0 0 1 0 】

時刻 i における受信信号の位相を ψ_i とすると、位相比較器 5 1 2 より出力される 1 シンボル位相遅延検波信号 $\Delta \psi_{(1)i}$ は、(2) 式のように表される。

【数 2】

$$\Delta \psi_{(1)i} = \psi_i - \psi_{i-1} \quad \dots\dots (2)$$

【 0 0 1 1 】

すなわち、1 シンボル位相遅延検波信号 $\Delta \psi_{(1)i}$ は、受信信号の 1 シンボル周期間の位相変化量を表しており、雑音やフェージングなどの影響がない場合、その値は、送信差動位相 $\Delta \theta_i$ に等しい。前述のように、送信差動位相 $\Delta \theta_i$ の値は、送信データ a_i によって定まるので、1 シンボル位相遅延検波信号 $\Delta \psi_{(1)i}$ の値を用いて送信データの推定を行うことが可能となる。

【 0 0 1 2 】

その後、位相比較器 5 1 2 から出力される 1 シンボル位相遅延検波信号 $\Delta \psi_{(1)i}$ は、多シンボル位相遅延検波器 5 2 0 の遅延素子 5 2 1 - 1 に入力され、ここで受信信号の 1 シンボル周期に等しい遅延が与えられる。そして、遅延素子 5 2 1 - 1 の出力は、加算器 5 2 2 - 1 に入力される。また、加算器 5 2 2 - 1 には、位相比較器 5 1 2 から出力される 1 シンボル位相遅延検波信号 $\Delta \psi_{(1)i}$ も入力される。すなわち、加算器 5 2 2 - 1 では、1 シンボル位相遅延検波信号 $\Delta \psi_{(1)i}$ と、遅延素子 5 2 2 - 1 の出力 $\Delta \psi_{(1)i-1}$ と、の加算処理を行う。

【 0 0 1 3 】

したがって、加算器 5 2 2 - 1 の出力（遅延変化量の和）を $\Delta \psi_{(2)i}$ とすると、（3）式が成立する。

【数 3】

$$\begin{aligned}\Delta \psi_{(2)i} &= \Delta \psi_{(1)i} + \Delta \psi_{(1)i-1} && \dots\dots (3) \\ &= \psi_i - \psi_{i-1} - \psi_{i-2} \\ &= \psi_i - \psi_{i-2}\end{aligned}$$

【0 0 1 4】

すなわち、加算器 5 2 2 - 1 の出力 $\Delta \psi_{(2)i}$ は、受信信号の 2 シンボル周期間の位相変化量を表す 2 シンボル位相遅延検波信号となる。

【0 0 1 5】

なお、合計 $(N-1)$ 個の遅延素子 5 2 1 - 1, 5 2 1 - 2, ..., 5 2 1 - $(N-1)$ は縦列接続されており、第 m ($m=2, \dots, N-1$) 番目の遅延素子は、第 $(m-1)$ 番目の遅延素子の出力に受信信号の 1 シンボル周期に等しい遅延を与え、出力する。したがって、時刻 i における第 m ($m=1, 2, \dots, N-1$) 番目の遅延素子の出力は、 $\Delta \psi_{(1)i-m}$ となる。

【0 0 1 6】

また、合計 $(N-1)$ 個の加算器 5 2 2 - 1, 5 2 2 - 2, ..., 5 2 2 - $(N-1)$ も縦列接続されており、第 m ($m=2, \dots, N-1$) 番目の加算器には、第 $(m-1)$ 番目の加算器の出力が入力される。さらに、合計 $(N-1)$ 個の加算器 5 2 2 - 1, 5 2 2 - 2, ..., 5 2 2 - $(N-1)$ には、合計 $(N-1)$ 個の遅延素子 5 2 1 - 1, 5 2 1 - 2, ..., 5 2 1 - $(N-1)$ の出力もそれぞれ入力される。すなわち、第 m ($m=2, \dots, N-1$) 番目の加算器においては、第 $(m-1)$ 番目の加算器の出力と、第 m 番目の遅延素子の出力と、が加算され、その加算結果が出力される。

【0 0 1 7】

したがって、時刻 i における第 m ($m=1, 2, \dots, N-1$) 番目の加算器の出力を $\Delta \psi_{(m+1)i}$ とすると、（4）式が成立する。

【数 4】

$$\begin{aligned}\Delta \psi_{(m+1)i} &= \Delta \psi_{(m)i} + \Delta \psi_{(1)i-m} \quad \dots\dots (4) \\ &= \Delta \psi_{(m)i} + (\psi_{i-m} - \psi_{i-m-1})\end{aligned}$$

【0 0 1 8】

ただし、この(4)式については、 $\Delta \psi_{(m)i}$ に関する漸化式になっているため、これを解いて(5)式を得ることができる。

【数 5】

$$\begin{aligned}\Delta \psi_{(m+1)i} &= \Delta \psi_{(2)i} + \sum_{j=2}^m (\psi_{i-j} - \psi_{i-j-1}) \quad \dots\dots (5) \\ &= \Delta \psi_{(2)i} + \psi_{i-2} - \psi_{i-m-1} \\ &= (\psi_i - \psi_{i-2}) + \psi_{i-2} - \psi_{i-m-1} \\ &= \psi_i - \psi_{i-(m+1)}\end{aligned}$$

【0 0 1 9】

すなわち、第 m ($m = 2, \dots, N-1$) 番目の加算器の出力値 $\Delta \psi_{(m+1)i}$ は、受信信号の $(m+1)$ シンボル周期間の位相変化量を表す $(m+1)$ シンボル位相遅延検波信号となる。このように、合計 $(N-1)$ 個の加算器522-1, 522-2, ..., 522-($N-1$)からは、2, 3, ..., N シンボル位相遅延検波信号が出力されることになる。

【0 0 2 0】

そして、多シンボル位相遅延検波器520では、合計 $(N-1)$ 個の位相遅延検波信号 $\Delta \psi_{(2)i}, \dots, \Delta \psi_{(N)i}$ と、位相比較器512から出力される1シンボル位相遅延検波信号 $\Delta \psi_{(1)i}$ と、がまとめられ、出力信号として、多重位相遅延検波信号 $\Delta \psi_i = (\Delta \psi_{(1)i}, \Delta \psi_{(2)i}, \dots, \Delta \psi_{(N)i})$ が生成される。なお、この多重位相遅延検波信号の数 N を、以降、最大遅延シンボル数と呼ぶ。

【0 0 2 1】

ビタビ系列推定器 5 3 0 では、 $(N - 1)$ 個の送信差動位相信号点の組み合わせからなる状態遷移を表すトレリス線図を用いて、既知のビタビアルゴリズムにより送信差動位相系列を推定する。具体的に言うと、たとえば、送信側で M 相 P S K 変調が実施されている場合には、まず、 M^N 通りの状態遷移に対して 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号のレプリカを仮定する。ブランチメトリックは、多重位相遅延検波信号 $\Delta \psi_i = (\Delta \psi_{(1)i}, \Delta \psi_{(2)i}, \dots, \Delta \psi_{(N)i})$ に基づいて、トレリス線図上のすべての状態遷移に対して計算される。

【 0 0 2 2 】

その後、ビタビ系列推定器 5 3 0 では、ビタビアルゴリズムに基づく加算比較 (ACS: Add - Compare - Select) 演算を行い、各状態に対する生き残りパスを選択し、選択結果を内部のパスメモリ (図示せず) に格納するとともにパスメトリックの更新を行う。そして、最終的にパスメトリックが最小となったパスに対応するビットに対して硬判定を行い、位相遅延検波器 5 0 0 の出力として、硬判定結果である復調データを出力する。

【 0 0 2 3 】

最後に、受信機側のビタビ復号器 (図示せず) では、硬判定による復調データを既知のビタビ復号法により復号し、その復号結果を受信データとして出力する。なお、ここでは、既知のビタビ復号法として、たとえば、今井秀樹著: “符号理論”、電子情報通信学会 (1 9 9 0) を用いている。

【 0 0 2 4 】

このように、従来の復調器、すなわち、多重位相遅延検波器では、硬判定による復調データを出力し、その後、受信機のビタビ復号器においては、その硬判定復調データを用いて、元の送信データを再生する。

【 0 0 2 5 】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上記、従来の復調器においては、多重位相遅延検波器が、硬判定による復調データを出力するため、すなわち、ビタビ復号器への入力硬判定値になってしまうため、ビタビ復号器への入力を軟判定値とした場合に比べて、畳込み符号の訂正能力を十分に引き出せない、という問題があった。

【 0 0 2 6 】

本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、軟判定データを出力することのできる復調器、およびその復調器を備えることにより畳込み符号の訂正能力を十分に引き出し、良好なビット誤り率特性を実現可能な受信機ならびに通信システムを得ることを目的とする。

【 0 0 2 7 】

【課題を解決するための手段】

上述した課題を解決し、目的を達成するために、本発明にかかる復調器にあっては、受信信号と、1, 2, ..., N (Nは2以上の整数) シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力手段(後述する実施の形態の1シンボル位相遅延検波器510、多シンボル位相遅延検波器520に相当)と、前記1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックに基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段(軟判定系列推定器51aに相当)と、を備えることを特徴とする。

【 0 0 2 8 】

つぎの発明にかかる復調器において、前記軟判定復調データ推定手段にあっては、前記トレリス線図の状態の中で、パスメトリックが最小となる第1の状態を構成する差動位相に対応したビットを、硬判定データとし、前記硬判定データを反転したビットに対応する差動位相を構成要素とするすべての状態における、パスメトリック値が最小となる第2の状態のパスメトリックと、前記第1の状態のパスメトリックと、の差を、前記硬判定データの信頼度情報とし、前記硬判定データおよび前記信頼度情報に基づいて軟判定復調データを生成することを特徴とする。

【 0 0 2 9 】

つぎの発明にかかる復調器にあっては、受信信号と、1, 2, ..., N (Nは2以上の整数) シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を1,

2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、前記受信信号の電力値を検出する電力検出手段（電力検出器 5 2 に相当）と、前記 1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックおよび前記電力値に基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段（軟判定系列推定器 5 1 b に相当）と、を備えることを特徴とする。

【 0 0 3 0 】

つぎの発明にかかる復調器において、前記軟判定復調データ推定手段にあっては、前記トレリス線図の状態の中で、パスメトリックが最小となる第 1 の状態を構成する差動位相に対応したビットを、硬判定データとし、前記硬判定データを反転したビットに対応する差動位相を構成要素とするすべての状態における、パスメトリック値が最小となる第 2 の状態のパスメトリックと、前記第 1 の状態のパスメトリックと、の差に前記電力値を乗算し、その乗算結果を、前記硬判定データの信頼度情報とし、前記硬判定データおよび前記信頼度情報に基づいて軟判定復調データを生成することを特徴とする。

【 0 0 3 1 】

つぎの発明にかかる復調器にあっては、受信信号と、1, 2, ..., N（N は 2 以上の整数）シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を 1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、前記受信信号の電力値を検出する電力検出手段と、前記電力値を ρ 乗する ρ 乗算手段（ ρ 乗算器 5 3 に相当）と、前記 1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックおよび前記電力の ρ 乗値に基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段（軟判定系列推定器 5 1 c に相当）と、を備えることを特徴とする。

【 0 0 3 2 】

つぎの発明にかかる復調器において、前記軟判定復調データ推定手段にあって

は、前記トレリス線図の状態の中で、パスメトリックが最小となる第 1 の状態を構成する差動位相に対応したビットを、硬判定データとし、前記硬判定データを反転したビットに対応する差動位相を構成要素とするすべての状態における、パスメトリック値が最小となる第 2 の状態のパスメトリックと、前記第 1 の状態のパスメトリックと、の差に前記電力の ρ 乗値を乗算し、その乗算結果を、前記硬判定データの信頼度情報とし、前記硬判定データおよび前記信頼度情報に基づいて軟判定復調データを生成することを特徴とする。

【 0 0 3 3 】

つぎの発明にかかる受信機にあっては、受信信号と、1, 2, ..., N (N は 2 以上の整数) シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、前記 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックに基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、前記軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復号手段 (ビタビ復号器 6 に相当) と、を備えることを特徴とする。

【 0 0 3 4 】

つぎの発明にかかる受信機にあっては、受信信号と、1, 2, ..., N (N は 2 以上の整数) シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、前記 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックに基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、前記軟判定復調データを所定の規則にしたがって並べ替える並び替え手段 (デインターリーブ回路 8 に相当) と、前記並び替え後の軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復号手段と、を備えることを特徴とする。

【 0 0 3 5 】

つぎの発明にかかる受信機にあっては、受信信号と、1, 2, ..., N (Nは2以上の整数) シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、前記受信信号の電力値を検出する電力検出手段と、前記1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックおよび前記電力値に基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、前記軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復号手段と、を備えることを特徴とする。

【0036】

つぎの発明にかかる受信機にあっては、受信信号と、1, 2, ..., N (Nは2以上の整数) シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、前記受信信号の電力値を検出する電力検出手段と、前記1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックおよび前記電力値に基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、前記軟判定復調データを所定の規則にしたがって並べ替える並び替え手段と、前記並び替え後の軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復号手段と、を備えることを特徴とする。

【0037】

つぎの発明にかかる受信機にあっては、受信信号と、1, 2, ..., N (Nは2以上の整数) シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、前記受信信号の電力値を検出する電力検出手段と、前記電力値を ρ 乗する ρ 乗算手段と、前記1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリッ

クおよび前記電力の ρ 乗値に基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、前記軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復号手段と、を備えることを特徴とする。

【 0 0 3 8 】

つぎの発明にかかる受信機にあつては、受信信号と、1, 2, ..., N (Nは2以上の整数) シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、前記受信信号の電力値を検出する電力検出手段と、前記電力値を ρ 乗する ρ 乗算出手段と、前記1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックおよび前記電力の ρ 乗値に基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、前記軟判定復調データを所定の規則にしたがって並べ替える並び替え手段と、前記並び替え後の軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復号手段と、を備えることを特徴とする。

【 0 0 3 9 】

つぎの発明にかかる通信システムにおいて、送信機は、送信データに対して畳込み符号化を実施する畳込み符号化手段（畳込み符号器1に相当）と、前記畳込み符号化データを送信差動位相に変換する変換手段（割り当て回路2に相当）と、前記送信差動位相に対して差動符号化を実施し、その符号化結果を送信信号位相として出力する差動符号化手段（差動符号化回路3に相当）と、前記送信信号位相に基づいて送信信号となる差動位相変調信号を生成／出力する送信信号生成／出力手段（位相変調器4に相当）と、を備え、さらに、受信機は、受信信号と、1, 2, ..., N (Nは2以上の整数) シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、前記1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックに基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定

手段と、前記軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復号手段と、を備えることを特徴とする。

【 0 0 4 0 】

つぎの発明にかかる通信システムにおいて、送信機は、送信データに対して畳込み符号化を実施する畳込み符号化手段と、前記畳込み符号化データの順序を所定の規則にしたがって並べ替える第 1 の並べ替え手段（インターリーブ回路 7 に相当）と、前記並べ替え後の畳込み符号化データを送信差動位相に変換する変換手段と、前記送信差動位相に対して差動符号化を実施し、その符号化結果を送信信号位相として出力する差動符号化手段と、前記送信信号位相に基づいて送信信号となる差動位相変調信号を生成／出力する送信信号生成／出力手段と、を備え、さらに、受信機は、受信信号と、1, 2, ..., N（N は 2 以上の整数）シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、前記 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックに基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、前記軟判定復調データを所定の規則にしたがって並べ替える第 2 の並び替え手段（デインターリーブ回路 8 に相当）と、前記並び替え後の軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復号手段と、を備えることを特徴とする。

【 0 0 4 1 】

つぎの発明にかかる通信システムにおいて、送信機は、送信データに対して畳込み符号化を実施する畳込み符号化手段と、前記畳込み符号化データを送信差動位相に変換する変換手段と、前記送信差動位相に対して差動符号化を実施し、その符号化結果を送信信号位相として出力する差動符号化手段と、前記送信信号位相に基づいて送信信号となる差動位相変調信号を生成／出力する送信信号生成／出力手段と、を備え、さらに、受信機は、受信信号と、1, 2, ..., N（N は 2 以上の整数）シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力

手段と、前記受信信号の電力値を検出する電力検出手段と、前記 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックおよび前記電力値に基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、前記軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復号手段と、を備えることを特徴とする。

【 0 0 4 2 】

つぎの発明にかかる通信システムにおいて、送信機は、送信データに対して畳込み符号化を実施する畳込み符号化手段と、前記畳込み符号化データの順序を所定の規則にしたがって並べ替える第 1 の並べ替え手段と、前記並べ替え後の畳込み符号化データを送信差動位相に変換する変換手段と、前記送信差動位相に対して差動符号化を実施し、その符号化結果を送信信号位相として出力する差動符号化手段と、前記送信信号位相に基づいて送信信号となる差動位相変調信号を生成／出力する送信信号生成／出力手段と、を備え、さらに、受信機は、受信信号と、1, 2, ..., N (N は 2 以上の整数) シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、前記受信信号の電力値を検出する電力検出手段と、前記 1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックおよび前記電力値に基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、前記軟判定復調データを所定の規則にしたがって並べ替える第 2 の並び替え手段と、前記並び替え後の軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復号手段と、を備えることを特徴とする。

【 0 0 4 3 】

つぎの発明にかかる通信システムにおいて、送信機は、送信データに対して畳込み符号化を実施する畳込み符号化手段と、前記畳込み符号化データを送信差動位相に変換する変換手段と、前記送信差動位相に対して差動符号化を実施し、その符号化結果を送信信号位相として出力する差動符号化手段と、前記送信信号位

相に基づいて送信信号となる差動位相変調信号を生成／出力する送信信号生成／出力手段と、を備え、さらに、受信機は、受信信号と、1, 2, ..., N (Nは2以上の整数) シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、前記受信信号の電力値を検出する電力検出手段と、前記電力値を ρ 乗する ρ 乗算出手段と、前記1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックおよび前記電力の ρ 乗値に基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、前記軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復号手段と、を備えることを特徴とする。

【0044】

つぎの発明にかかる通信システムにあつては、送信機は、送信データに対して畳込み符号化を実施する畳込み符号化手段と、前記畳込み符号化データの順序を所定の規則にしたがって並べ替える第1の並べ替え手段と、前記並べ替え後の畳込み符号化データを送信差動位相に変換する変換手段と、前記送信差動位相に対して差動符号化を実施し、その符号化結果を送信信号位相として出力する差動符号化手段と、前記送信信号位相に基づいて送信信号となる差動位相変調信号を生成／出力する送信信号生成／出力手段と、を備え、さらに、受信機は、受信信号と、1, 2, ..., N (Nは2以上の整数) シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号として出力する多重位相遅延検波信号出力手段と、前記受信信号の電力値を検出する電力検出手段と、前記電力値を ρ 乗する ρ 乗算出手段と、前記1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックおよび前記電力の ρ 乗値に基づいて軟判定復調データを推定する軟判定復調データ推定手段と、前記軟判定復調データを所定の規則にしたがって並べ替える第2の並び替え手段と、前記並び替え後の軟判定復調データに基づいて、元の送信データを復号する復号手段と、を備えることを特徴

とする。

【 0 0 4 5 】

【発明の実施の形態】

以下に、本発明にかかる復調器、受信機および通信システムの実施の形態を図面に基づいて詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。

【 0 0 4 6 】

実施の形態 1.

図 1 は、本発明にかかる通信システムの構成を示す図である。詳細には、図 1 (a) は、本発明にかかる通信システムの送信側の構成であり、図 1 (b) は、本発明にかかる通信システムの受信側の構成を示す図である。ここでは、送信側および受信側の両方の構成を備える通信装置どうしが、互いにデータを送受信する場合を想定している。なお、本実施の形態においては、前述のように、両方の構成を持つ通信装置を想定するが、これに限らず、たとえば、送信側の構成だけを備える送信機、および受信側の構成だけを備える受信機を、想定することとしてもよい。

【 0 0 4 7 】

図 1 (a) の送信側の構成において、1 は送信データに対する畳込み符号化を実施する畳込み符号器であり、2 は畳込み符号器 1 の出力である畳込み符号化データを送信差動位相に変換する割り当て回路であり、3 は割り当て回路 2 の出力である送信差動位相に対して差動符号化を実施し、その符号化結果を送信信号位相として出力する差動符号化回路であり、4 は差動符号化回路 3 より出力された送信信号位相に基づいて位相変調を行う位相変調器である。また、前述の差動符号化回路 3 において、3 1 0 は遅延素子であり、3 2 0 は加算器である。

【 0 0 4 8 】

また、図 1 (b) の受信側の構成において、5 は受信信号から復調データを生成／出力する多重位相遅延検波器（本実施の形態においては多重位相遅延検波器 5 a に相当）であり、6 は多重位相遅延検波器 5 から出力される復調データをビタビ復号法により復号し、その復号結果として受信データ（元の送信データ）を

生成するビタビ復号器である。

【 0 0 4 9 】

図 2 は、本実施の形態における復調器として動作する多重位相遅延検波器 5 a の構成を示す図である。なお、本実施の形態において、先に説明した従来の復調器と同様の構成については、同一の符号を付して説明を省略する。図 2 において、5 1 0 は 1 シンボル位相遅延検波器であり、5 2 0 は多シンボル位相遅延検波器であり、5 1 a は軟判定系列推器である。

【 0 0 5 0 】

ここで、送信側の動作を説明する。図 1 (a) において、畳込み符号器 1 では、送信データ $a_i \in \{-1, 1\}$ に対して畳込み符号化を実施し、その符号化結果として畳込み符号化データ d_i を出力する。たとえば、畳込み符号器 1 における畳込み符号の符号化率を $1/2$ とすると、畳込み符号化データは、 $d_i = (P_i, Q_i) : P_i, Q_i \in \{-1, 1\}$ 、と表すことができる。

【 0 0 5 1 】

割り当て回路 2 では、畳込み符号化データ $d_i = (P_i, Q_i)$ を送信差動位相 $\Delta \theta_i = F(P_i, Q_i)$ に変換する。ここでは、変調方式の一例として、差動 Q P S K 変調を行うものとする。なお、差動 Q P S K 変調の変換則 F は、前述した図 1 1 の変換則 F と同様に表すことができる。

【 0 0 5 2 】

差動符号化回路 3 においては、加算器 3 2 0 が遅延素子 3 1 0 から出力される 1 シンボル前の送信信号位相 θ_{i-1} と割り当て回路 2 から出力される送信差動位相 $\Delta \theta_i$ とを前述した (1) 式で加算することで、送信信号位相 θ_i を生成し、その後、出力する。

【 0 0 5 3 】

位相変調器 4 では、差動符号化回路 3 から受け取った送信信号位相 θ_i に基づいて位相変調を行い、その位相変調後の信号を送信信号として出力する。

【 0 0 5 4 】

つぎに、本実施の形態における受信側の動作を詳細に説明する。図 1 (b) において、受信信号は、多重位相遅延検波器 5 の遅延素子 5 1 1 と位相比較器 5 1

2に入力される(図2参照)。信号を受け取った遅延素子511では、位相比較器512に対して1シンボル前の受信信号を出力する。そして、位相比較器512では、現在の受信信号の位相と1シンボル前の受信信号の位相とを比較して位相差を求め、その比較結果として、1シンボル位相遅延検波信号を出力する。たとえば、時刻*i*における受信信号位相を ϕ_i とすると、位相比較器512から出力される1シンボル位相遅延検波信号 $\Delta\phi_{(1)i}$ は、前述した(2)式で表すことができる。また、1シンボル位相遅延検波信号 $\Delta\phi_{(1)i}$ は、受信信号の1シンボル周期間の位相変化量を表しており、雑音やフェージングなどの影響がない場合、その値は、送信差動位相 $\Delta\theta_i$ に等しい。したがって、送信差動位相 $\Delta\theta_i$ の値は、前述したように送信データによって定まるので、1シンボル位相遅延検波信号 $\Delta\phi_{(1)i}$ の値を用いて送信データの推定を行うことが可能となる。

【0055】

その後、位相比較器512から出力された1シンボル位相遅延検波信号 $\Delta\phi_{(1)i}$ は、多シンボル位相遅延検波器520の遅延素子521-1に入力され、受信信号の1シンボル周期に等しい遅延が与えられる。そして、遅延素子521-1の出力は、加算器522-1に入力される。また、加算器522-1には、位相比較器512から出力される1シンボル位相遅延検波信号 $\Delta\phi_{(1)i}$ も入力される。したがって、加算器522-1では、1シンボル位相遅延検波信号 $\Delta\phi_{(1)i}$ と、遅延素子522-1の出力 $\Delta\phi_{(1)i-1}$ と、の加算処理を、前述の(3)式のように行うこととなる。すなわち、加算器522-1の出力 $\Delta\phi_{(2)i}$ は、受信信号の2シンボル周期間の位相変化量を表す2シンボル位相遅延検波信号となる。

【0056】

なお、合計(*N*-1)個の遅延素子521-1, 521-2, ..., 521-(*N*-1)は縦列接続されており、第*m* (*m*=2, ..., *N*-1)番目の遅延素子は、第(*m*-1)番目の遅延素子の出力に、受信信号の1シンボル周期に等しい遅延を与え、その後、出力する。したがって、時刻*i*における第*m* (*m*=1, 2, ..., *N*-1)番目の遅延素子の出力は、 $\Delta\phi_{(1)i-m}$ となる。

【0057】

また、合計(*N*-1)個の加算器252-1, 252-2, ..., 252-(*N*

- 1) も縦列接続されており、第 m ($m = 2, \dots, N-1$) 番目の加算器には、第 $(m-1)$ 番目の加算器の出力が入力される。さらに、合計 $(N-1)$ 個の加算器 $522-1, 522-2, \dots, 522-(N-1)$ には、合計 $(N-1)$ 個の遅延素子 $521-1, 521-2, \dots, 521-(N-1)$ の出力もそれぞれ入力される。すなわち、第 m ($m = 2, \dots, N-1$) 番目の加算器においては、第 $(m-1)$ 番目の加算器の出力と、第 m 番目の遅延素子の出力と、が加算され、その加算結果が出力される。したがって、時刻 i における第 m ($m = 1, 2, \dots, N-1$) 番目の加算器の出力を $\Delta \phi_{(m+1)i}$ とすると、前述の (4) 式および (5) 式が成立することとなる。

【 0 0 5 8 】

すなわち、第 m ($m = 2, \dots, N-1$) 番目の加算器の出力値 $\Delta \phi_{(m+1)i}$ は、受信信号の $(m+1)$ シンボル周期間の位相変化量を表す $(m+1)$ シンボル位相遅延検波信号となる。このように、合計 $(N-1)$ 個の加算器 $522-1, 522-2, \dots, 522-(N-1)$ からは、 $2, 3, \dots, N$ シンボル位相遅延検波信号が出力されることになる。

【 0 0 5 9 】

そして、多シンボル位相遅延検波器 520 では、合計 $(N-1)$ 個の位相遅延検波信号 $\Delta \phi_{(2)i}, \dots, \Delta \phi_{(N)i}$ と、位相比較器 512 から出力される 1 シンボル位相遅延検波信号 $\Delta \phi_{(1)i}$ と、がまとめられ、出力信号として、多重位相遅延検波信号 $\Delta \phi_i = (\Delta \phi_{(1)i}, \Delta \phi_{(2)i}, \dots, \Delta \phi_{(N)i})$ が生成される。

【 0 0 6 0 】

軟判定系列推定器 $51a$ では、差動位相の位相状態の遷移を表すトレリス線図を用いて、ビタビアルゴリズムにより送信された畳込み符号化データを推定し、その推定結果を軟判定復調データとして出力する。なお、最尤系列と、その最尤系列において推定するビットの符号を反転させた系列と、の尤度差を「推定するビットの信頼度」とし、 $(N-1)$ 個の送信差動位相信号点の組み合わせを「状態」とする。

【 0 0 6 1 】

具体的にいうと、たとえば、送信側で M 相 PSK 変調が実施されている場合に

は、トレリス線図は M^{N-1} 個の状態を備え、さらに各状態は M 本の流入および流出する枝をもつ。その結果、枝の総数は M^N 本となる。したがって、状態遷移の総数も M^N 通りとなる。すなわち、状態 $B_{i-1} = (\beta_{i-(N-1)}, \beta_{i-(N-2)}, \dots, \beta_{i-1})$ から状態 $B_i = (\beta_{i-(N-2)}, \beta_{i-(N-3)}, \dots, \beta_i)$ への状態遷移は、送信差動位相系列 $\{\Delta\theta_i\}$ の連続する N 個の要素からなる部分列が、 $\{\beta_{i-(N-1)}, \beta_{i-(N-2)}, \dots, \beta_i\}$ であることを意味している。ただし、 β_{i-j} は、送信差動位相 $\Delta\theta_i$ の要素のいずれかであり、 $j = 0, 1, \dots, N-1$ とする。

【0062】

したがって、軟判定系列推定器51aでは、上記状態遷移に対して、1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号のレプリカを仮定することができる。すなわち、状態遷移に対応する m ($m = 1, 2, \dots, N$)シンボル位相遅延検波信号のレプリカの値を $\Delta\theta_{(m)}\{\beta_{i-1}, \beta_i\}$ で表すと、(6)式が成立する。

【0063】

【数6】

$$\Delta\theta_{(m)} = \{B_{i-1}, B_i\} \sum_{j=0}^{m-1} B_{i-j} \quad \dots\dots (6)$$

【0064】

また、ブランチメトリックは、多重位相遅延検波信号 $\Delta\phi_i = (\Delta\phi_{(1)i}, \Delta\phi_{(2)i}, \dots, \Delta\phi_{(N)i})$ に基づいて、トレリス線図上のすべての状態遷移に対して計算される。すなわち、状態 $B_{i-1} = (\beta_{i-(N-1)}, \beta_{i-(N-2)}, \dots, \beta_{i-1})$ から状態 $B_i = (\beta_{i-(N-2)}, \beta_{i-(N-3)}, \dots, \beta_i)$ への状態遷移に対応する枝のブランチメトリックは、1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号 $\Delta\phi_{(1)i}, \Delta\phi_{(2)i}, \dots, \Delta\phi_{(N)i}$ と、1, 2, ..., N シンボル位相遅延検波信号のレプリカ $\Delta\theta_{(1)}\{\beta_{i-1}, \beta_i\}, \Delta\theta_{(2)}\{\beta_{i-1}, \beta_i\}, \dots, \Delta\theta_{(N)}\{\beta_{i-1}, \beta_i\}$ と、の差の絶対値の和で与えられる。

【0065】

したがって、軟判定系列推定器51aでは、状態 B_{i-1} から状態 B_i への状態遷

移に対応する枝のブランチメトリックを $BM_i \{ \beta_{i-1}, \beta_i \}$ で表すと、(7) 式が成立する。

【0066】

【数7】

$$\begin{aligned} BM_i \{ B_{i-1}, B_i \} &= \sum_{m=1}^N \Delta \psi_{(m)i} - \Delta \theta_{(m)} \{ B_{i-1}, B_i \} \\ &= \sum_{m=1}^N \Delta \psi_{(m)i} - \sum_{j=0}^{m-1} \Delta \phi_{i-j} \quad \dots\dots (7) \end{aligned}$$

【0067】

このように、軟判定系列推定器 51a では、時刻 i の各状態における多シンボル位相遅延検波器 520 の出力、すなわち、1～Nシンボル位相遅延検波信号に基づいてブランチメトリックを求める。そして、ビタビアルゴリズムに基づく ACS 演算を行い、その演算結果から各状態に対する生き残りパスを選択し、その選択結果を内部のパスメモリ（図示せず）に格納するとともに、パスメトリックの更新を行う。

【0068】

つぎに、軟判定系列推定器 51a における本実施の形態の軟判定系列の求め方について説明する。なお、一例として、差動 QPSK 変調の実施により図3のように差動位相が割り当てられ、かつ $N=2$ とした場合、を想定する。図4は、このような場合に対応するトレリス線図である。

【0069】

まず、ある時刻 i において、上述の方法で生き残りパスを選択する。このとき、図4に示すトレリス線図において、畳込み符号化データは、その時刻の生き残りパスがどの状態に入るパスかによって決まる。また、4つの状態 0, 1, 2, 3 に対応する送信側の畳込み符号化データは、送信差動位相の変換則 F （図11参照）に対応し、それぞれ $(-1, -1)$, $(1, -1)$, $(1, 1)$, $(-1, 1)$ となる。これらにより、時刻 i における畳込み符号化データの第1ビット目が -1 である尤度の高いパスは、状態 0 と状態 3 の生き残りパスにおけるパス

メトリックが小さいほうのパスであり、ここでは、このパスのパスメトリックを、「第1ビット目が-1である尤度」とする。すなわち、状態0, 3の生き残りパスのパスメトリックを $PM_i(0)$, $PM_i(3)$ とした場合、「第1ビット目が-1である尤度」は、 $\text{MIN}(PM_i(0), PM_i(3))$ となる。

【0070】

同様に、第1ビット目が1である最尤の高いパスは、状態1と状態2の生き残りパスにおけるパスメトリックが小さいほうのパスであり、ここでは、このパスのパスメトリックを、「第1ビット目が1である尤度」とする。すなわち、状態1, 2の生き残りパスのパスメトリックを $PM_i(1)$, $PM_i(2)$ とした場合、「第1ビット目が-1である尤度」は、 $\text{MIN}(PM_i(1), PM_i(2))$ となる。

【0071】

この場合、尤度はその値が小さいほど高くなるため、たとえば、「第1ビット目が-1である信頼度」は、「第1ビット目が-1である尤度」が「第1ビット目が1である尤度」より小さいほど高くなる。したがって、第1ビット目が-1である信頼度 $R_{1i(-1)}$ は、「第1ビット目が1である尤度」から「第1ビット目が-1である尤度」を引いた値となり、つぎの(8)式によって表すことができる。

【0072】

【数8】

$$R_{1i(-1)} = \text{MIN}(PM_i(1), PM_i(2)) - \text{MIN}(PM_i(0), PM_i(3)) \quad \dots\dots (8)$$

【0073】

また、時刻*i*における送信ビットの第2ビット目が-1である信頼度 $R_{2i(-1)}$ も同様に、(9)式で表すことができる。

【0074】

【数 9】

$$R_{2i(-1)} = \text{MIN}(PM_i(2), PM_i(3)) - \text{MIN}(PM_i(0), PM_i(1)) \quad \dots\dots (9)$$

【0 0 7 5】

そして、軟判定系列を求めるための最後の処理として、軟判定系列推定器 5 1 a では、(10) 式に示すように、上記 (8) 式および (9) 式に硬判定値である -1 をそれぞれ乗算する。ここでは、この乗算結果が、軟判定復調データとなる。

【0 0 7 6】

【数 1 0】

$$\begin{aligned} R_{1i} &= -1 \times \{ \text{MIN}(PM_i(1), PM_i(2)) - \text{MIN}(PM_i(0), PM_i(3)) \} \\ &= \text{MIN}(PM_i(0), PM_i(3)) - \text{MIN}(PM_i(1), PM_i(2)) \quad \dots\dots (10) \\ R_{2i} &= -1 \times \{ \text{MIN}(PM_i(2), PM_i(3)) - \text{MIN}(PM_i(0), PM_i(1)) \} \\ &= \text{MIN}(PM_i(0), PM_i(1)) - \text{MIN}(PM_i(2), PM_i(3)) \end{aligned}$$

【0 0 7 7】

多重位相遅延検波器 5 a 内の軟判定系列推定器 5 1 a により軟判定系列を推定後、図 1 (b) ビタビ復号器 6 では、受け取った軟判定復調データをビタビアルゴリズムにより復号し、その復号結果を受信データ（元の送信データ）として出力する。

【0 0 7 8】

図 5 は、符号化率 1 / 2 かつ拘束長 $K = 7$ における畳込み符号化処理および差動 Q P S K 変調が実施され、かつ $N = 2$ の場合における、AWGN (Additive White Gaussian Noise) 通信路の BER (Bit Error Rate) 特性を示す図である。図 5 において、本実施の形態における BER と従来技術における BER とを比較すると、本実施の形態の方が BER を低く抑えられていることがわかる。

【0 0 7 9】

このように、本実施の形態においては、復調器の出力を軟判定値とすることで、すなわち、ビタビ復号器 6 への入力を軟判定値とすることで、硬判定値が入力された場合よりも訂正能力を向上させることができる。また、本実施の形態においては、復調処理に、受信信号の位相情報のみを用いているため、復調器の構成を簡素化できる。

【 0 0 8 0 】

なお、本実施の形態においては、説明の便宜上、変調方式の一例として差動 Q P S K 変調を採用したが、これに限らず、たとえば、B P S K 変復調方式や 8 相 P S K 変復調方式等を用いることとしてもよい。また、畳込み符号の符号化率を $1/2$ としたが、これに限らず、たとえば、任意の符号化率 k/n (k 、 n は任意の実数) を用いることとしてもよい。また、拘束長を $K=7$ としたが、これに限らず、たとえば、 $K=6, 8, 9 \dots$ などを用いることとしてもよい。さらに、 $N=2$ としたが、これに限らず、たとえば、 $N=3, 4 \dots$ などを用いることとしてもよい。

【 0 0 8 1 】

実施の形態 2.

実施の形態 1 の復調器 (多重位相遅延検波器 5 a) では、軟判定復調データを受信信号の位相情報から生成する場合について説明したが、本実施の形態の復調器 (後述の多重位相遅延検波器 5 b) においては、位相情報および検出される電力情報を用いて、軟判定復調データを生成する場合について説明する。なお、本発明にかかる通信システムの構成については、先に説明した実施の形態 1 の図 1 と同様であるため、同一の符号を付して説明を省略する。

【 0 0 8 2 】

図 6 は、本実施の形態における復調器として動作する多重位相遅延検波器 5 b の構成を示す図である。なお、前述した実施の形態 1 の多重位相遅延検波器 5 a (図 2 参照) と同一の構成については、その部分に同一の符号を付して説明を省略する。図 6 において、5 1 b は本実施の形態における軟判定系列推定器であり、5 2 は受信信号の電力値を検出するための電力検出器である。

【 0 0 8 3 】

ここで、本実施の形態における受信側の動作を詳細に説明する。なお、送信側の動作、1シンボル位相遅延検波器510の処理、および多シンボル位相遅延検波器520の処理については、前述した実施の形態1と同様であるためその説明を省略する。

【0084】

たとえば、軟判定系列推定器51bでは、 $(N-1)$ 個の送信差動位相信号点の組み合わせからなる位相状態の遷移を表すトレリス線図を用いて、ビタビアルゴリズムにより送信された畳込み符号化データを推定し、その推定結果を軟判定復調データとして出力する。本実施の形態においては、多シンボル位相遅延検波器520から出力される多シンボル位相遅延検波信号と、電力検出器52から出力される受信信号の電力値、に基づいて、上記の畳込み符号化データが推定される。なお、軟判定系列推定器51b内の処理において、生き残りパスの格納およびパスメトリックの更新までの処理については、実施の形態1と同様である。

【0085】

ここでは、軟判定系列推定器51bにおける本実施の形態の軟判定系列の求め方について説明する。なお、本実施の形態では、一例として、差動QPSK変調の実施により差動位相が割り当てられ、かつ最大遅延シンボル数を $N=2$ とした場合、を想定する。また、トレリス線図の各状態における生き残りパスを選択し、送信データの各ビットに対応する尤度を求める処理については、前述した実施の形態1と同様である。

【0086】

本実施の形態においては、「受信信号電力の大きいものほど尤度が高い」と判断し、たとえば、位相から求めた尤度に、電力検出器52の出力である受信信号の電力値を乗算することで、軟判定復調データを求める。具体的にいうと、 $N=2$ 、かつ差動QPSK変調方式を採用する場合、時刻 i における送信データの軟判定復調データ R_{1i} 、 R_{2i} は、(11)式のように表すことができる。

【0087】

【数 1 1】

$$\begin{aligned}
 R_{1i} &= P_i \{(-1) \times (\text{MIN}(PM_i(1), PM_i(2)) - \text{MIN}(PM_i(0), PM_i(3)))\} \\
 &= P_i \{ \text{MIN}(PM_i(0), PM_i(3)) - \text{MIN}(PM_i(1), PM_i(2)) \} \\
 R_{2i} &= P_i \{(-1) \times (\text{MIN}(PM_i(2), PM_i(3)) - \text{MIN}(PM_i(0), PM_i(1)))\} \\
 &= P_i \{ \text{MIN}(PM_i(0), PM_i(1)) - \text{MIN}(PM_i(2), PM_i(3)) \}
 \end{aligned}
 \dots\dots (11)$$

ただし、 P_i は受信信号の電力を表し、 $PM_i(0) \sim PM_i(3)$ は状態0～3の生き残りパスのパスメトリックを表す。

【0 0 8 8】

図5は、符号化率1/2かつ拘束長 $K=7$ における畳込み符号化処理および差動QPSK変調が実施され、かつ最大遅延シンボル数 $N=2$ の場合における、AWGN通信路のBER特性を示す図である。図5において、本実施の形態におけるBERと従来技術におけるBERとを比較すると、本実施の形態の方が低く抑えられていることがわかる。さらに、本実施の形態におけるBERと実施の形態1におけるBERとを比較した場合においても、本実施の形態の方が低く抑えられ、特性が改善されている。すなわち、より信頼度の高い軟判定復調データを得ることができる。

【0 0 8 9】

このように、本実施の形態においては、受信信号の位相および電力値に基づいて軟判定復調データを生成し、ビタビ復号器6（図1参照）への入力を軟判定値とすることにより、訂正能力をさらに向上させることができるため、BERを低く抑えることが可能となる。

【0 0 9 0】

なお、本実施の形態においては、説明の便宜上、変調方式の一例として差動QPSK変調を採用したが、これに限らず、たとえば、BPSK変復調方式や8相PSK変復調方式等を用いることとしてもよい。また、畳込み符号の符号化率を1/2としたが、これに限らず、たとえば、任意の符号化率 k/n （ k 、 n は任意の実数）を用いることとしてもよい。また、拘束長を $K=7$ としたが、これに

限らず、たとえば、 $K = 6, 8, 9 \dots$ などを用いることとしてもよい。さらに、最大遅延シンボル数を $N = 2$ としたが、これに限らず、たとえば、 $N = 3, 4 \dots$ などを用いることとしてもよい。

【0091】

実施の形態 3.

実施の形態 2 の復調器（多重位相遅延検波器 5 b）では、軟判定復調データを受信信号の位相情報および検出される電力情報に基づいて生成する場合について説明したが、本実施の形態の復調器（後述の多重位相遅延検波器 5 c）においては、位相情報および検出される電力の ρ 乗値に基づいて生成する場合について説明する。なお、本発明にかかる通信システムの構成については、先に説明した実施の形態 1 の図 1 と同様であるため、同一の符号を付して説明を省略する。

【0092】

図 7 は、本実施の形態における復調器として動作する多重位相遅延検波器 5 c の構成を示す図である。なお、前述した実施の形態 1 の多重位相遅延検波器 5 a（図 2 参照）、または実施の形態 2 の多重位相遅延検波器 5 c（図 6 参照）と同一の構成については、その部分に同一の符号を付して説明を省略する。図 7 において、5 1 c は本実施の形態における軟判定系列推定器であり、5 3 は電力検出器 5 2 から出力される受信信号の電力値を ρ 乗する ρ 乗算出器である。

【0093】

ここで、本実施の形態における受信側の動作を詳細に説明する。なお、送信側の動作、1 シンボル位相遅延検波器 5 1 0 の処理、多シンボル位相遅延検波器 5 2 0 の処理、および電力検出器 5 2 の処理については、前述した実施の形態 1 または 2 と同様であるためその説明を省略する。

【0094】

たとえば、 ρ 乗算出器 5 3 では、電力検出器 5 2 から出力される受信信号の電力値を ρ 乗し、その計算結果を出力する。軟判定系列推定器 5 1 c では、 $(N - 1)$ 個の送信差動位相信号点の組み合わせからなる位相状態の遷移を表すトレリス線図を用いて、ビタビアルゴリズムにより送信された畳込み符号化データを推定し、その推定結果を軟判定復調データとして出力する。本実施の形態において

は、多シンボル位相遅延検波器 5 2 0 から出力される多シンボル位相遅延検波信号と、 ρ 乗算出器 5 3 から出力される受信信号電力の ρ 乗値、に基づいて、上記の畳込み符号化データが推定される。なお、軟判定系列推定器 5 1 c 内の処理において、生き残りパスの格納およびパスメトリックの更新までの処理については、実施の形態 1 または 2 と同様である。

【 0 0 9 5 】

ここでは、軟判定系列推定器 5 1 c における本実施の形態の軟判定系列の求め方について説明する。なお、本実施の形態では、一例として、差動 Q P S K 変調の実施により差動位相が割り当てられ、かつ最大遅延シンボル数を $N = 2$ とした場合、を想定する。また、トレリス線図の各状態における生き残りパスを選択し、送信データの各ビットに対応する尤度を求める処理については、前述した実施の形態 1 または 2 と同様である。

【 0 0 9 6 】

本実施の形態においては、「受信信号電力の ρ 乗値が大きいものほど尤度が高い」と判断し、たとえば、位相から求めた尤度に、 ρ 乗算出器 5 3 の出力である受信信号電力の ρ 乗値を乗算することで、軟判定復調データを求める。具体的にいうと、 $N = 2$ 、かつ差動 Q P S K 変調方式を採用する場合、時刻 i における送信データの軟判定復調データ R_{1i} 、 R_{2i} は、(12) 式のように表すことができる。

【 0 0 9 7 】

【数 1 2】

$$\begin{aligned}
 R_{1i} &= P_i^\rho \{ (-1) \times (\text{MIN}(PM_i(1), PM_i(2)) - \text{MIN}(PM_i(0), PM_i(3))) \} \\
 &= P_i^\rho \{ \text{MIN}(PM_i(0), PM_i(3)) - \text{MIN}(PM_i(1), PM_i(2)) \} \\
 R_{2i} &= P_i^\rho \{ (-1) \times (\text{MIN}(PM_i(2), PM_i(3)) - \text{MIN}(PM_i(0), PM_i(1))) \} \\
 &= P_i^\rho \{ \text{MIN}(PM_i(0), PM_i(1)) - \text{MIN}(PM_i(2), PM_i(3)) \}
 \end{aligned}
 \quad \dots\dots (12)$$

ただし、 P_i は受信信号の電力を表し、 $PM_i(0) \sim PM_i(3)$ は状態 0 ～ 3 の生き残りパスのパスメトリックを表す。

【 0 0 9 8 】

図 5 は、符号化率 $1/2$ かつ拘束長 $K = 7$ における畳込み符号化処理および差動 QPSK 変調が実施され、かつ最大遅延シンボル数 $N = 2$ 、 $\rho = 1/2$ の場合における、AWGN 通信路の BER 特性を示す図である。図 5 において、本実施の形態における BER と従来技術における BER とを比較すると、本実施の形態の方が低く抑えられていることがわかる。さらに、本実施の形態における BER と実施の形態 1 または 2 における BER とを比較した場合においても、本実施の形態の方が低く抑えられ、特性がさらに改善されている。すなわち、より信頼度の高い軟判定復調データを得ることができる。

【 0 0 9 9 】

このように、本実施の形態においては、受信信号の位相および電力の ρ 乗値に基づいて軟判定復調データを生成し、ビタビ復号器 6（図 1 参照）への入力を軟判定値とし、さらに訂正能力を向上させることにより、実施の形態 2 よりもさらに BER を低く抑えることが可能となる。

【 0 1 0 0 】

なお、本実施の形態においては、説明の便宜上、変調方式の一例として差動 QPSK 変調を採用したが、これに限らず、たとえば、BPSK 変復調方式や 8 相 PPSK 変復調方式等を用いることとしてもよい。また、畳込み符号の符号化率を $1/2$ としたが、これに限らず、たとえば、任意の符号化率 k/n （ k 、 n は任意の実数）を用いることとしてもよい。また、拘束長を $K = 7$ としたが、これに限らず、たとえば、 $K = 6, 8, 9 \dots$ などを用いることとしてもよい。さらに、最大遅延シンボル数を $N = 2$ としたが、これに限らず、たとえば、 $N = 3, 4 \dots$ などを用いることとしてもよい。

【 0 1 0 1 】

実施の形態 4.

本実施の形態においては、図 1 に示す実施の形態 1 の構成に対して、さらに、データの順序を入れ替えるインターリーバーを加えて、復調特性の向上を図る。なお、本発明にかかる通信システムの構成において、先に説明した実施の形態 1 の図 1 と同様の構成については、同一の符号を付して説明を省略する。

【 0 1 0 2 】

図 8 は、本発明にかかる通信システムの構成を示す図である。詳細には、図 8 (a) は、本発明にかかる通信システムの送信側の構成であり、図 8 (b) は、本発明にかかる通信システムの受信側の構成を示す図である。ここでは、送信側および受信側の両方の構成を備える通信装置どうしが、互いにデータを送受信する場合を想定している。なお、本実施の形態においては、前述のように、両方の構成を持つ通信装置を想定するが、これに限らず、たとえば、送信側の構成だけを備える送信機、および受信側の構成だけを備える受信機を、想定することとしてもよい。

【 0 1 0 3 】

図 8 (a) の送信側の構成において、7 はインターリーブ回路であり、図 8 (b) の受信側の構成において、8 はデインターリーブ回路である。

【 0 1 0 4 】

ここで、送信側の動作を説明する。図 8 (a) において、まず、畳込み符号器 1 では、送信データ a_i に対して畳込み符号化を実施し、その符号化結果として畳込み符号化データ d_i を出力する。つぎに、インターリーブ回路 7 では、畳込み符号化データ d_i を所定の規則に基づいて並べ替える。つぎに、割り当て回路 2 では、並べ替えられた畳込み符号化データを送信差動位相 $\Delta \theta_i$ に変換する。つぎに、差動符号化回路 3 では、加算器 320 が遅延素子 310 から出力される 1 シンボル前の送信信号位相 θ_{i-1} と割り当て回路 2 の出力である送信差動位相 $\Delta \theta_i$ とを前述した (1) 式により加算することで、送信信号位相 θ_i を生成し、その後、出力する。そして、最後に、位相変調器 4 では、差動符号化回路 3 から受け取った送信信号位相 θ_i に基づいて位相変調を行い、位相変調後の信号を送信信号として出力する。

【 0 1 0 5 】

つぎに、受信側の動作を説明する。図 8 (b) において、まず、受信信号が多重位相遅延検波器 5a (図 2 参照) の 1 シンボル位相遅延検波器 510 に入力され、遅延素子 511 では、1 シンボル分の時間遅延を付加した受信信号を出力し、位相比較器 512 では、現在の受信信号と、1 シンボル分の時間遅延が付加さ

れた受信信号と、を比較して位相差を求め、その比較結果として、1シンボル位相遅延検波信号を出力する。

【0106】

多シンボル位相遅延検波器520では、1シンボル位相遅延検波器510の出力する1シンボル位相遅延検波信号を、遅延素子521-1, ..., 521-(N-1)に記憶し、さらに、加算器522-1, ..., 522-(N-1)により m ($1 < m \leq N$) 個の1シンボル位相遅延検波信号を加算し、受信信号の m シンボル間の位相差である m シンボル位相遅延検波信号を求め、その後、出力する。

【0107】

軟判定系列推定器51aでは、差動位相の位相状態の遷移を表すトレリス線図を用いて、ビタビアルゴリズムにより送信された畳込み符号化データを推定し、その推定結果を軟判定復調データとして出力する。

【0108】

デインターリーブ回路8では、軟判定系列推定器51aから出力される軟判定復調データを、所定の規則にしたがってインターリーブ前の形式に並べ替え、その後、並べ替えられた軟判定復調データを出力する。そして、最後に、ビタビ復号器6では、デインターリーブ回路8により並べ替えられた軟判定復調データをビタビアルゴリズムにより復号し、その復号結果を受信データ（元の送信データ）として出力する。

【0109】

図9は、符号化率 $1/2$ かつ拘束長 $K=7$ における畳込み符号化処理および差動QPSK変調が実施され、かつ最大遅延シンボル数 $N=2$ の場合における、AWGN通信路のBER特性を示す図である。図9において、本実施の形態におけるBERと従来技術におけるBERとを比較すると、本実施の形態の方がBERを低く抑えられていることがわかる。さらに、実施の形態1のBERと比較した場合においても、BER特性が改善されていることがわかる。

【0110】

このように、本実施の形態においては、送信側にインターリーバ回路を、受信側にデインターリーブ回路を、それぞれ備え、復調器の出力を軟判定値とする

ことで、すなわち、ビタビ復号器 6 への入力をデインターリーブ後の軟判定値とすることで、訂正能力を向上させることができるため、BER を抑圧することができる。

【0 1 1 1】

実施の形態 5.

実施の形態 4 の通信システム（多重位相遅延検波器 5 a を含む）では、軟判定復調データを受信信号の位相情報から生成し、さらに、デインターリーブ後の軟判定復調データをビタビアルゴリズムにより復号する場合について説明したが、本実施の形態の通信システム（前述の多重位相遅延検波器 5 b を含む）においては、位相情報および検出される電力情報を用いて軟判定復調データを生成し、この軟判定復調データに対してデインターリーブ処理を実施後、ビタビアルゴリズムにより復号処理を行う。

【0 1 1 2】

なお、本発明にかかる通信システムの構成については、先に説明した実施の形態 4 の図 8 と同様であるため、同一の符号を付して説明を省略する。また、本発明にかかる通信システムの動作については、前述した実施の形態 2 または 4 にて説明した動作と同様であるため、その説明を省略する。すなわち、本実施の形態は、実施の形態 2 および 4 の応用例といえる。

【0 1 1 3】

図 9 は、符号化率 $1/2$ かつ拘束長 $K = 7$ における畳込み符号化処理および差動 QPSK 変調が実施され、かつ最大遅延シンボル数 $N = 2$ の場合における、AWGN 通信路の BER 特性を示す図である。図 9 において、本実施の形態における BER と従来技術における BER とを比較すると、本実施の形態の方が BER を低く抑えられていることがわかる。さらに、実施の形態 1 ～ 4 の BER と比較した場合においても、BER 特性が改善されていることがわかる。

【0 1 1 4】

このように、本実施の形態においては、送信側にインターリーバー回路を、受信側にデインターリーブ回路を、それぞれ備え、さらに、受信信号の位相および電力値に基づいて軟判定復調データを生成し、ビタビ復号器 6（図 8 参照）への

入力をデインターリーブ後の軟判定値とすることで、さらにBERを抑圧することができ、訂正能力を大幅に向上させることができる。

【0115】

実施の形態6.

実施の形態5の通信システム（多重位相遅延検波器5bを含む）では、軟判定復調データを受信信号の位相情報および検出される電力情報から生成し、さらに、デインターリーブ後の軟判定復調データをビタビアルゴリズムにより復号する場合について説明したが、本実施の形態の通信システム（前述の多重位相遅延検波器5cを含む）においては、位相情報および検出される電力の ρ 乗値を用いて軟判定復調データを生成し、この軟判定復調データに対してデインターリーブ処理を実施後、ビタビアルゴリズムにより復号処理を行う。

【0116】

なお、本発明にかかる通信システムの構成については、先に説明した実施の形態4の図8と同様であるため、同一の符号を付して説明を省略する。また、本発明にかかる通信システムの動作については、前述した実施の形態3、4または5にて説明した動作と同様であるため、その説明を省略する。すなわち、本実施の形態は、実施の形態3、4および5の応用例といえる。

【0117】

図9は、符号化率 $1/2$ かつ拘束長 $K=7$ における畳込み符号処理および差動QPSK変調が実施され、かつ最大遅延シンボル数 $N=2$ 、 $\rho=1/2$ の場合における、AWGN通信路のBER特性を示す図である。図9において、本実施の形態におけるBERと従来技術におけるBERとを比較すると、本実施の形態の方がBERを低く抑えられていることがわかる。さらに、実施の形態1～5のBERと比較した場合においても、BER特性が改善されていることがわかる。

【0118】

このように、本実施の形態においては、送信側にインターリーバ回路を、受信側にデインターリーブ回路を、それぞれ備え、さらに、受信信号の位相および電力の ρ 乗値に基づいて軟判定復調データを生成し、ビタビ復号器6（図8参照）への入力をデインターリーブ後の軟判定値とすることで、さらに訂正能力を向

上させることができるため、BERを抑圧することができる。

【0119】

【発明の効果】

以上、説明したとおり、本発明によれば、出力を軟判定値とすることにより、硬判定値が出力された場合よりも訂正能力を向上させることが可能な復調器を得ることができる、という効果を奏する。また、復調処理に、受信信号の位相情報だけ用いているため、復調器の構成を簡素化できる、という効果を奏する。

【0120】

つぎの発明によれば、出力を軟判定値とすることにより、たとえば、AWGN通信路において、従来技術と比較してBERを低く抑えることができる、という効果を奏する。

【0121】

つぎの発明によれば、受信信号の位相および電力値に基づいて軟判定復調データを生成／出力することにより、さらにBERを抑圧することができ、訂正能力を大幅に向上させることが可能な復調器を得ることができる、という効果を奏する。

【0122】

つぎの発明によれば、出力を受信信号の位相および電力値を用いて生成される軟判定値とすることにより、たとえば、AWGN通信路において、従来技術と比較してBERを低く抑えることができる、という効果を奏する。

【0123】

つぎの発明によれば、受信信号の位相および電力の ρ 乗値に基づいて軟判定復調データを生成／出力することにより、さらに訂正能力を向上させることができるため、BERをさらに抑圧することが可能な復調器を得ることができる、という効果を奏する。

【0124】

つぎの発明によれば、出力を受信信号の位相および電力の ρ 乗値を用いて生成される軟判定値とすることにより、たとえば、AWGN通信路において、従来技術と比較してBERを低く抑えることができる、という効果を奏する。

【 0 1 2 5 】

つぎの発明によれば、復号手段への入力を軟判定値とすることにより、硬判定値が入力された場合よりも訂正能力を向上させることが可能な受信機を得ることができる、という効果を奏する。

【 0 1 2 6 】

つぎの発明によれば、並べ替え手段を備え、復号手段への入力を並べ替え後の軟判定値とすることにより、さらに訂正能力を向上させることができるため、B E R を抑圧することが可能な受信機を得ることができる、という効果を奏する。

【 0 1 2 7 】

つぎの発明によれば、受信信号の位相および電力値に基づいて軟判定復調データを生成し、復号手段への入力を軟判定値とすることにより、さらに訂正能力を向上させることができるため、B E R を抑圧することが可能な受信機を得ることができる、という効果を奏する。

【 0 1 2 8 】

つぎの発明によれば、並べ替え手段を備え、受信信号の位相および電力値に基づいて軟判定復調データを生成し、復号手段への入力を並べ替え後の軟判定値とすることにより、さらに訂正能力を向上させることができるため、B E R を抑圧することが可能な受信機を得ることができる、という効果を奏する。

【 0 1 2 9 】

つぎの発明によれば、受信信号の位相および電力の ρ 乗値に基づいて軟判定復調データを生成し、復号手段への入力を軟判定値とすることにより、さらに訂正能力を向上させることができるため、B E R を抑圧することが可能な受信機を得ることができる、という効果を奏する。

【 0 1 3 0 】

つぎの発明によれば、並べ替え手段を備え、受信信号の位相および電力の ρ 乗値に基づいて軟判定復調データを生成し、復号手段への入力を並べ替え後の軟判定値とすることにより、さらに訂正能力を向上させることができるため、B E R を抑圧することが可能な受信機を得ることができる、という効果を奏する。

【 0 1 3 1 】

つぎの発明によれば、受信機内の復号手段への入力を軟判定値とすることにより、硬判定値が入力された場合よりも訂正能力を向上させることが可能な通信システムを得ることができる、という効果を奏する。

【 0 1 3 2 】

つぎの発明によれば、送信機に第 1 の並べ替え手段を、受信機に第 2 の並べ替え手段を、それぞれ備え、復号手段への入力を並べ替え後の軟判定値とすることにより、さらに訂正能力を向上させることができるため、BER を抑圧することが可能な通信システムを得ることができる、という効果を奏する。

【 0 1 3 3 】

つぎの発明によれば、受信機内において、受信信号の位相および電力値に基づいて軟判定復調データを生成し、復号手段への入力を軟判定値とすることにより、さらに訂正能力を向上させることができるため、BER を抑圧することが可能な通信システムを得ることができる、という効果を奏する。

【 0 1 3 4 】

つぎの発明によれば、送信機に第 1 の並べ替え手段を、受信機に第 2 の並べ替え手段を、それぞれ備え、受信信号の位相および電力値に基づいて軟判定復調データを生成し、復号手段への入力を並べ替え後の軟判定値とすることにより、さらに訂正能力を向上させることができるため、BER を抑圧することが可能な通信システムを得ることができる、という効果を奏する。

【 0 1 3 5 】

つぎの発明によれば、受信機内において、受信信号の位相および電力の ρ 乗値に基づいて軟判定復調データを生成し、復号手段への入力を軟判定値とすることにより、さらに訂正能力を向上させることができるため、BER を抑圧することが可能な通信システムを得ることができる、という効果を奏する。

【 0 1 3 6 】

つぎの発明によれば、送信機に第 1 の並べ替え手段を、受信機に第 2 の並べ替え手段を、それぞれ備え、受信信号の位相および電力の ρ 乗値に基づいて軟判定復調データを生成し、復号手段への入力を並べ替え後の軟判定値とすることにより、さらに訂正能力を向上させることができるため、BER を抑圧することが可

能な通信システムを得ることができる、という効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明にかかる通信システムの構成を示す図である。

【図 2】 実施の形態 1 における復調器として動作する多重位相遅延検波器の構成を示す図である。

【図 3】 差動 Q P S K 変調の実施により割り当てられ差動位相を示す図である。

【図 4】 差動 Q P S K 変調が実施された場合のトレリス線図である。

【図 5】 A W G N 通信路の B E R 特性を示す図である。

【図 6】 実施の形態 2 における復調器として動作する多重位相遅延検波器の構成を示す図である。

【図 7】 実施の形態 3 における復調器として動作する多重位相遅延検波器の構成を示す図である。

【図 8】 本発明にかかる通信システムの構成を示す図である。

【図 9】 A W G N 通信路の B E R 特性を示す図である。

【図 1 0】 従来の復調器の構成を示す図である。

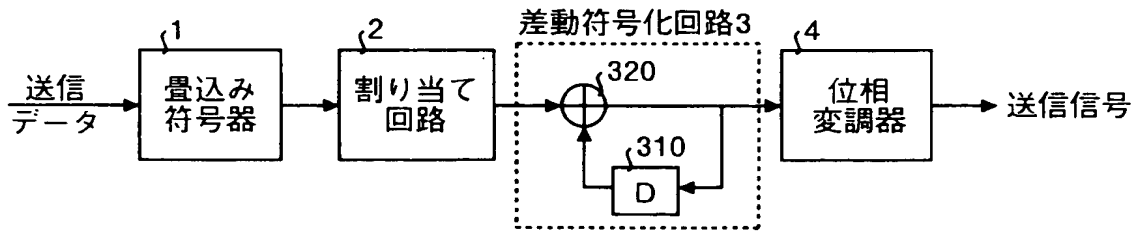
【図 1 1】 差動 Q P S K 変調の変換則を示す図である。

【符号の説明】

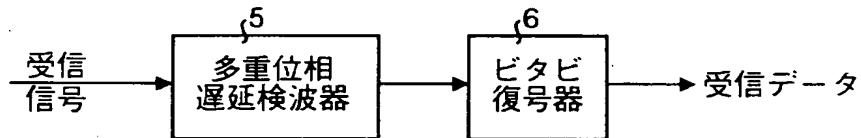
1 畳込み符号器、2 割り当て回路、3 差動符号化回路、4 位相変調器、5, 5 a, 5 b, 5 c 多重位相遅延検波器、6 ビタビ復号器、7 インターリーブ回路、8 デインターリーブ回路、5 1 a, 5 1 b, 5 1 c 軟判定系列推定器、5 1 0 1 シンボル位相遅延検波器、5 2 0 多シンボル位相遅延検波器。

【書類名】 図面

【図 1】

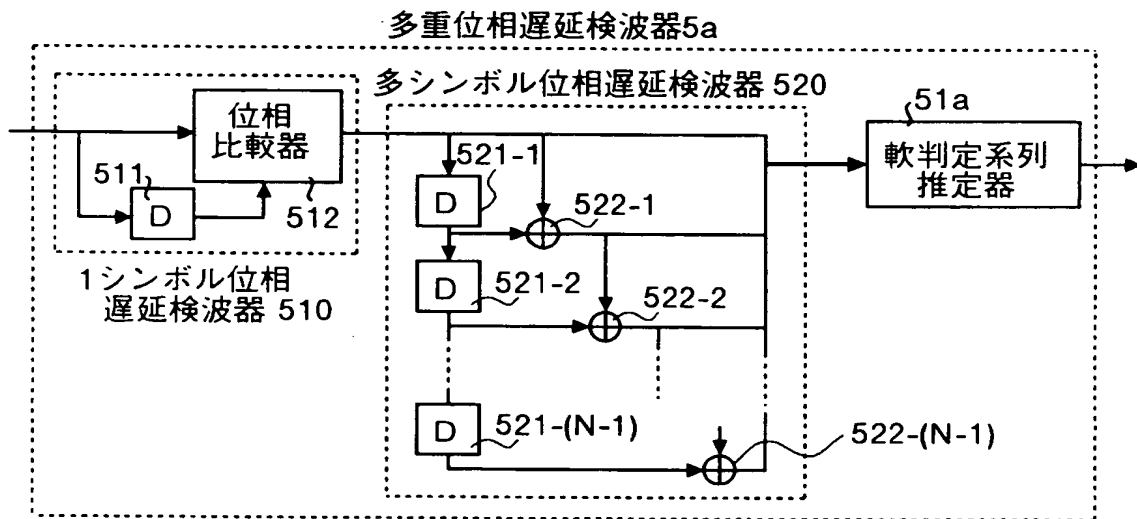


(a)

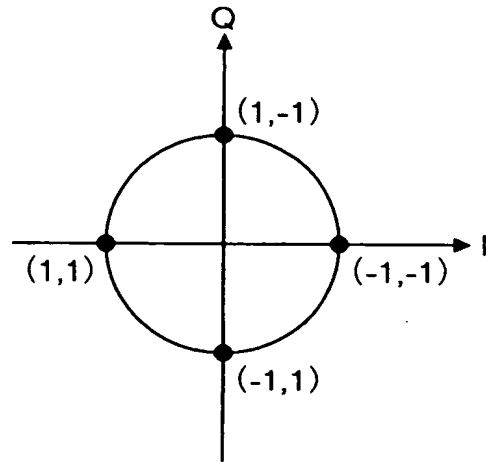


(b)

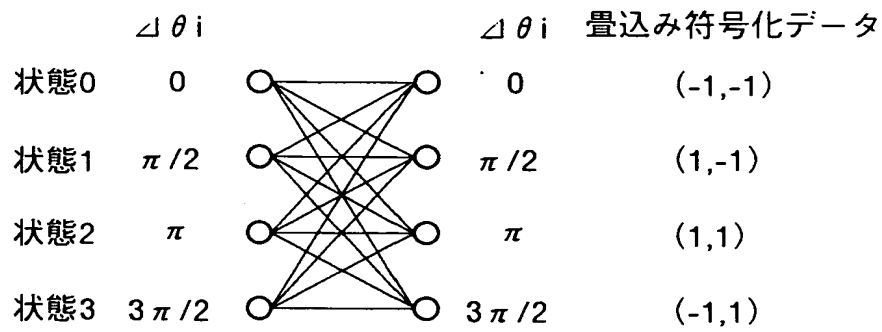
【図 2】



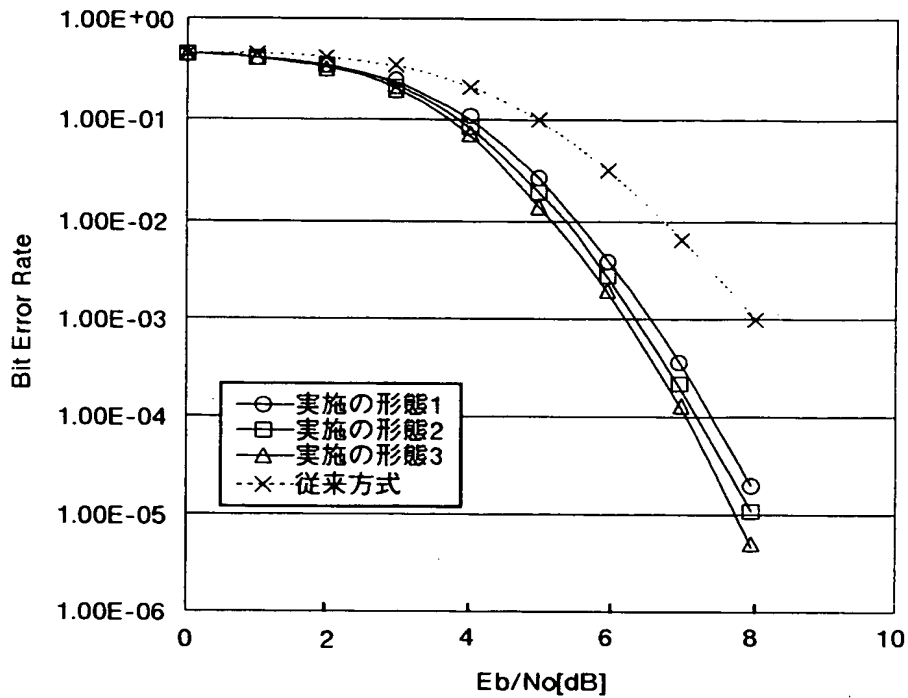
【図 3】



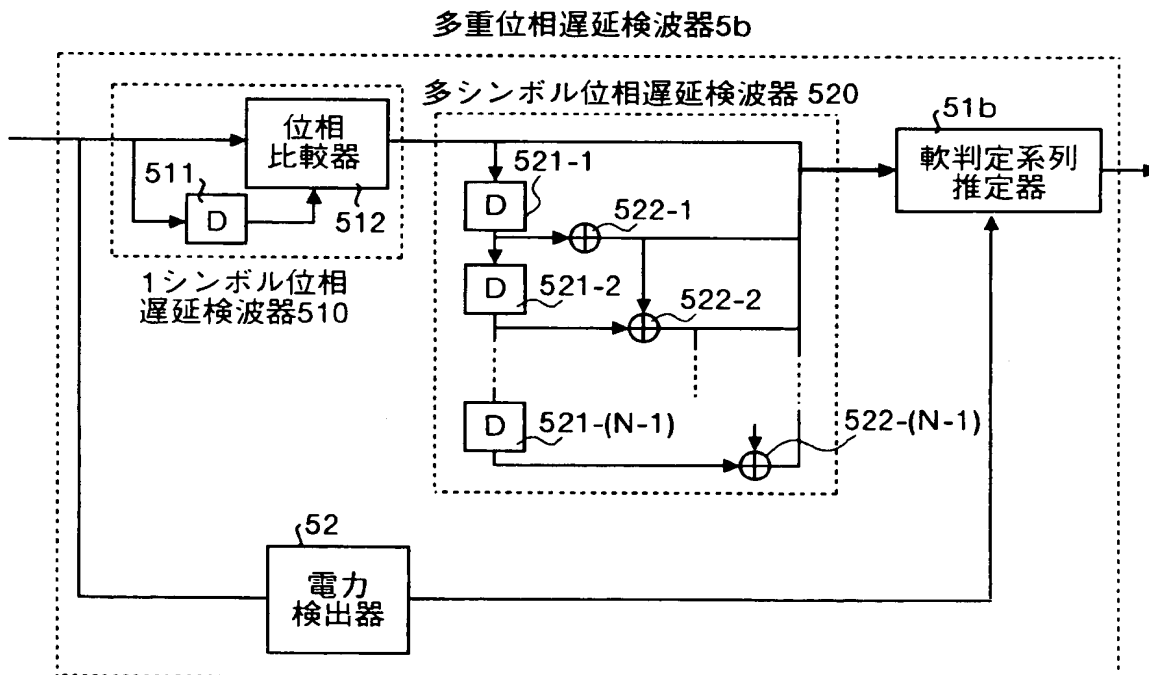
【図 4】



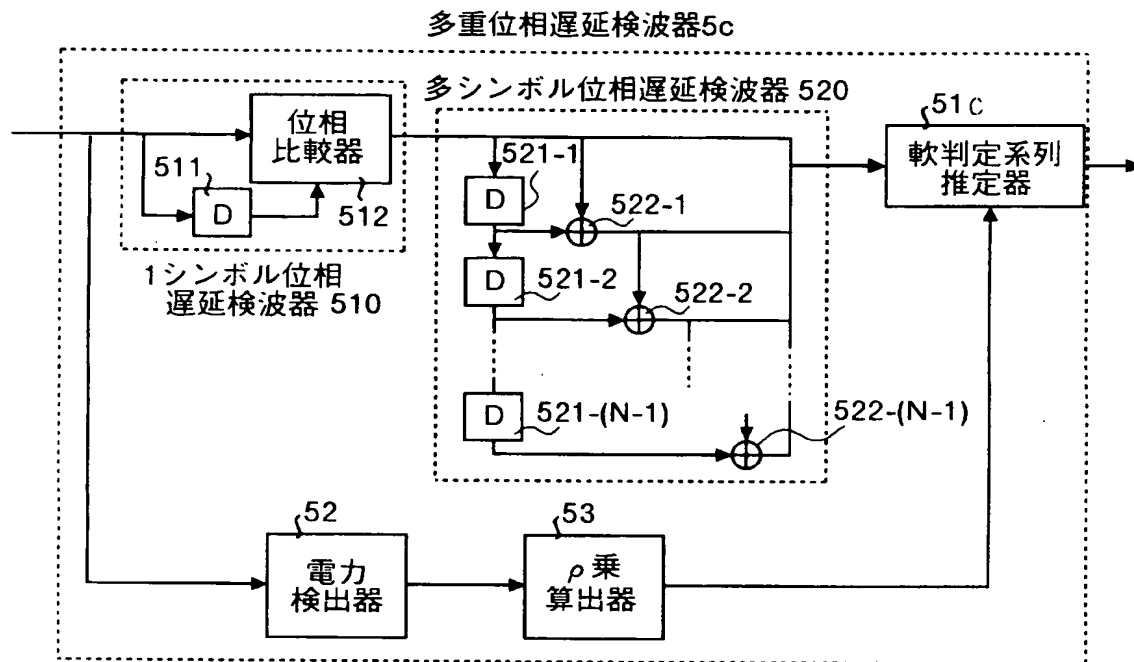
【図 5】



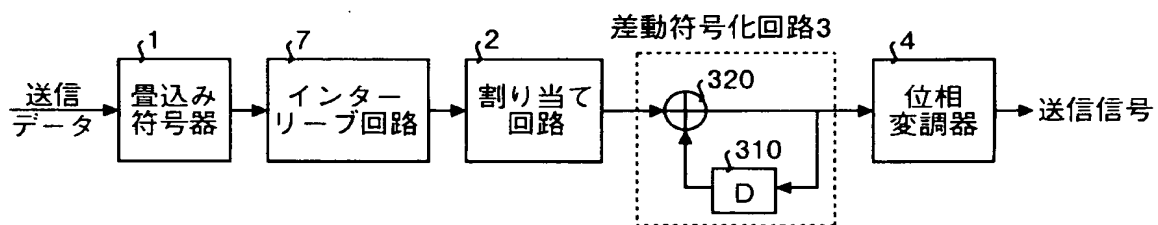
【図 6】



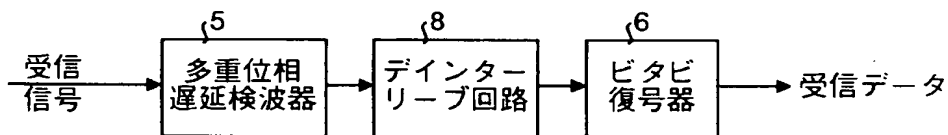
【図 7】



【図 8】

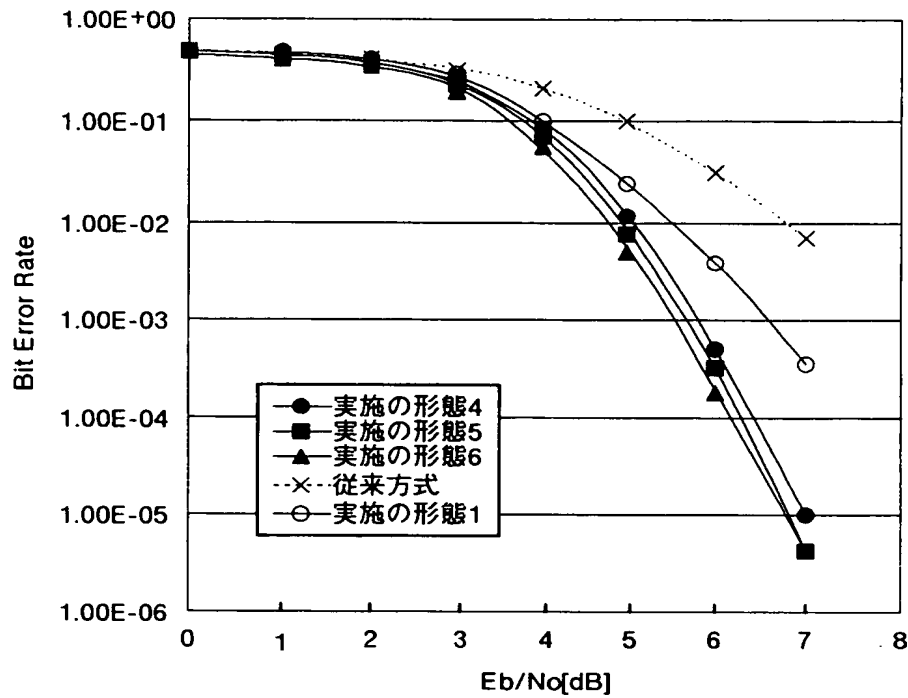


(a)

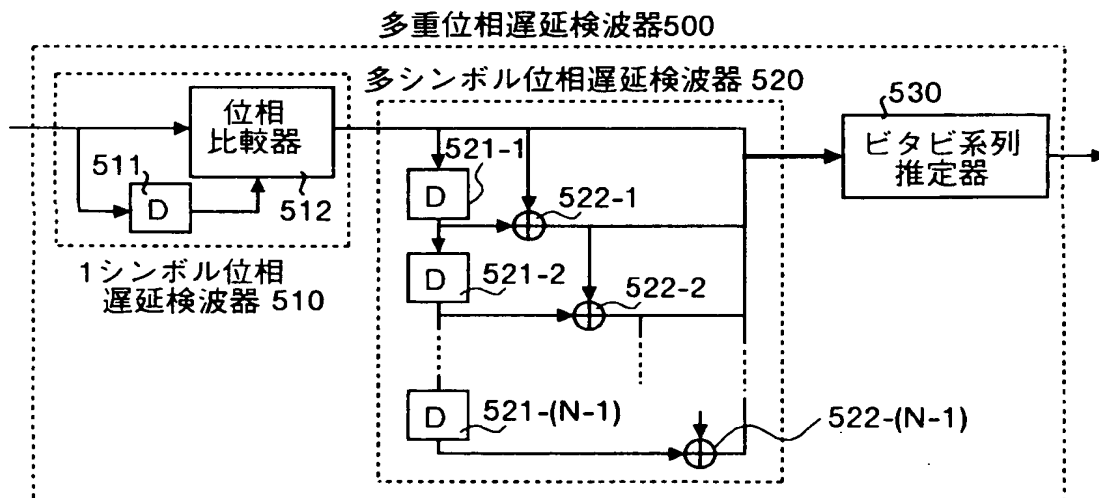


(b)

【図 9】



【図 1 0】



【図 1 1】

(P_i, Q_i)	$\angle \theta = F(P_i, Q_i)$
$(-1, -1)$	0
$(-1, 1)$	$\pi/2$
$(1, 1)$	π
$(1, -1)$	$3\pi/2$

【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 良好なビット誤り率特性を実現可能な復調器を得ること。

【解決手段】 受信信号と、1, 2, ..., N (Nは2以上の整数) シンボル前の受信信号と、の位相差を計算し、その計算結果を1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号として出力する多シンボル位相遅延検波器520と、前記1, 2, ..., Nシンボル位相遅延検波信号から、送信信号の差動位相状態の遷移を示すトレリス線図およびビタビアルゴリズムにより、送信差動位相系列を推定し、前記トレリス線図の各状態に対応するパスメトリックに基づいて軟判定復調データを推定する軟判定系列推定器51aと、を備える構成とする。

【選択図】 図2

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000006013]

1. 変更年月日	1990年 8月24日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都千代田区丸の内2丁目2番3号
氏 名	三菱電機株式会社